

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-051093

(43)Date of publication of application : 15.02.2002

(51)Int.Cl.

H04L 27/06  
H03D 1/10

(21)Application number : 2000-234926

(71)Applicant : SHARP CORP

(22)Date of filing : 02.08.2000

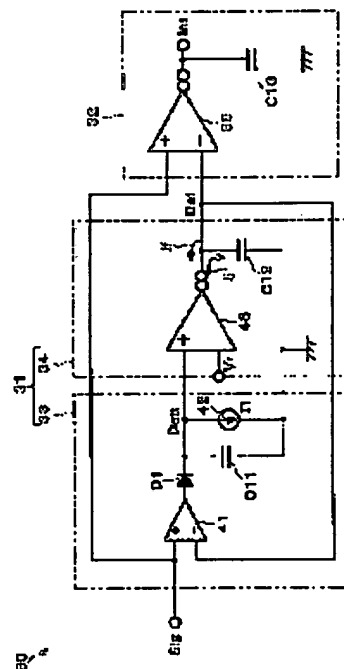
(72)Inventor : YOKOGAWA SEIICHI  
NISHINO TAKESHI

## (54) CARRIER DETECTING CIRCUIT

### (57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To rightly detect a carrier even when a capacitor C12 for integration for outputting a level Det is made into capacitor, which can be integrated, in a carrier detecting circuit 30, which is used for the receiver of an infrared remote controller or the like, for preparing the carrier detection level Det on the basis of a received signal and detecting the presence/absence of carrier while using that level Det.

**SOLUTION:** The capacitor C12 is not charged/discharged corresponding to whether or not each of pulses in a carrier frequency to be detected exceeds the level Det but the pulse in the carrier frequency is detected for each group by a detector 33 and time detecting that group is integrated by an integrator 34 so that the level Det can be prepared. Therefore, it is enough for a transistor for charging/discharging the capacitor C12 in the integrator 34 to have not the carrier frequency but responsiveness to the frequency of a baseband component and while securing a margin to the response of the transistor, a charging/discharging current to the capacitor C12 can be made a little.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 26.07.2002

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3558969

[Date of registration] 28.05.2004

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2002-51093

(P2002-51093A)

(43) 公開日 平成14年2月15日 (2002.2.15)

(51) Int.Cl.<sup>7</sup>

識別記号

F I

テームト (参考)

H 0 4 L 27/06

H 0 4 L 27/06

Z 5 K 0 0 4

H 0 3 D 1/10

H 0 3 D 1/10

A

審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 17 頁)

(21) 出願番号 特願2000-234926 (P2000-234926)

(22) 出願日 平成12年8月2日 (2000.8.2)

(71) 出願人 000005049

シャープ株式会社

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号

(72) 発明者 横川 成一

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号 シ

ャープ株式会社内

(72) 発明者 西野 毅

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号 シ

ャープ株式会社内

(74) 代理人 100080034

弁理士 原 謙三

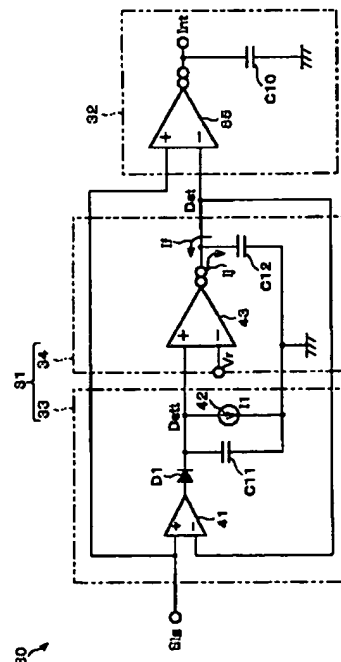
Fターム (参考) 5K004 AA03 DA04 DG04

(54) 【発明の名称】 キャリア検出回路

(57) 【要約】

【課題】 赤外線リモコンの受信機等で用いられ、受信信号に基づいてキャリア検出レベルDetを作成し、そのレベルDetを用いてキャリアの有無を検出するキャリア検出回路30において、レベルDetを出力する積分用の容量C12を集積化可能な容量としても、キャリアを正しく検出できるようにする。

【解決手段】 検出すべきキャリア周波数のパルスのそれぞれが前記レベルDetを超えたか否かによって容量C12を充放電するのではなく、検波器33によって前記キャリア周波数のパルスをグループで検出し、そのグループが検出されている時間を積分器34で積分することで前記レベルDetを作成する。したがって、積分器34で容量C12に充放電を行うトランジスタには、キャリア周波数ではなく、ベースバンド成分の周波数に対する応答性があればよく、該トランジスタの応答に対するマージンを確保しつつ、容量C12への充放電電流を減少にできる。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】受信信号に基づいてキャリア検出レベルを作成し、そのキャリア検出レベルを用いてキャリアの有無を検出するようにしたキャリア検出回路において、検出すべきキャリア周波数のパルスをグループで検出する検波器と、前記検波器によって前記パルスのグループが検出されている時間を積分し、その積分出力を前記キャリア検出レベルとして出力する積分器とを含むことを特徴とするキャリア検出回路。

【請求項2】前記受信信号と前記キャリア検出レベルとを比較するにあたって、前記キャリア検出レベルにオフセットを付加するオフセット回路をさらに備えることを特徴とする請求項1記載のキャリア検出回路。

【請求項3】前記受信信号の振幅レベルが予め定めるレベルを超えると、前記積分器の出力側に一時的に大きな電流を印加する急充電回路をさらに備えることを特徴とする請求項1または2記載のキャリア検出回路。

【請求項4】前記急充電回路は、ダイオードで構成されることを特徴とする請求項3記載のキャリア検出回路。

【請求項5】前記積分器の積分用の容量の電圧をモニターする箇所にバッファを設け、前記容量からの放電電流となる前記バッファの入力バイアス電流と、積分器から前記容量への充電電流との比が一定となるように設定されていることを特徴とする請求項1～4の何れかに記載のキャリア検出回路。

【請求項6】前記積分器から積分用の容量への充電電流にパーティカルPNPトランジスタのベース電流を使用し、かつ前記バッファの入力バイアス電流にNPNトランジスタのベース電流を使用することを特徴とする請求項5記載のキャリア検出回路。

【請求項7】前記積分器の積分用の容量への微小充放電電流を作成するPNPトランジスタに関連して、寄生光電流補償用のカレントミラー回路を付加することを特徴とする請求項1～5の何れかに記載のキャリア検出回路。

【請求項8】前記寄生光電流補償用のカレントミラー回路のエピタキシャルアイランドの面積を、補償されるべきPNPトランジスタのエピタキシャルアイランドよりも大きく形成することを特徴とする請求項7記載のキャリア検出回路。

## 【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、いわゆる赤外線リモコンの受信機等のキャリアを含む信号の復調器として好適に実施されるキャリア検出回路に関する。

【0002】

【従来の技術】図14は前記赤外線リモコンの受信機1の一構成例を示すブロック図であり、図15はその受信機1の各部の波形図である。この受信機1は、赤外線

送信コード信号を外付けのフォトダイオード2で図15(a)で示すような光電流信号 $I_{in}$ に変換して集積回路化された受信チップ3に入力し、該受信チップ3で復調した図15(d)で示すような出力信号 $RXOUT$ を、電子機器を制御するマイコン等に出力するものである。前記赤外線信号は、30～60kHz程度の予め定められたキャリアで変調されたASK信号である。

【0003】前記受信チップ3内で、前記図15(a)で示す光電流信号 $I_{in}$ は、初段アンプ(HA)4、2段目アンプ(2ndAMP)5および3段目アンプ(3rdAMP)6において順次増幅され、キャリアの周波数に適合されているバンドパスフィルタ(BPF)7において図15(b)の参照符 $\alpha 1$ で示すようにキャリア成分が取出される。そして、次段の検波回路8において前記キャリア成分が参照符 $\alpha 2$ で示す後述するキャリア検出レベル $Det$ で検波され、さらに積分回路9において図15(c)の参照符 $\alpha 11$ で示すようにキャリアのある時間が積分されて、その積分出力 $Int$ がヒステリシスコンパレータ10において参照符 $\alpha 12$ で示す予め定めるスレッショレベルと比較されることで、キャリアの有無が判別されて前記図15(d)で示す出力信号 $RXOUT$ としてデジタル出力される。

【0004】前記初段アンプ4の出力側にはローパスフィルタ11が設けられており、これによって蛍光灯や太陽光による直流レベルが検出され、次段の2段目アンプ5では、初段アンプ4の直接の出力からその直流レベル分が除去されて増幅されることで、前記蛍光灯や太陽光による影響が除去されている。また、前記初段アンプ4に関連してABCC回路12が設けられており、このABCC回路12によって前記ローパスフィルタ11の出力に対応して初段アンプ4の直流バイアスが制御される。さらに、バンドパスフィルタ7に関連して $f_o$ トリミング回路13が設けられており、図示しない分圧抵抗の接続点から引出された端子 $TRM1 \sim TRM5$ 間の図示しないツェナダイオードがトリミングされることによって、該バンドパスフィルタ7の中心周波数 $f_o$ が調整される。前記検波回路8および積分回路9はキャリア検出回路を構成する。

【0005】図16は、典型的な従来技術のキャリア検出回路20の等価回路図である。このキャリア検出回路20は、検波回路21および積分回路22ならびに図示しないヒステリシスコンパレータから構成されており、前記検波回路21および積分回路22はそれぞれ前記検波回路8および積分回路9に対応している。検波回路21は、電流出力のアンプ23によって、容量 $C1$ に電流 $I_j$ を充電または電流 $I_f$ を放電させることで、キャリアの有無に応じて前記キャリア検出レベル $Det$ を決定する回路となっている。図17に、前記図15(b)を拡大して示す。すなわち、検波回路21は、前記参照符 $\alpha 1$ で示すバンドパスフィルタ6の出力 $Sig$ と、参照

符α2で示す前記キャリア検出レベルDetとを相互に比較し、容量C1を、出力Sigがキャリア検出レベルDetよりも大きいときは電流Ijで充電し、出力Sigがキャリア検出レベルDetよりも小さいときは電流Ifで放電させる。充電する時間は図17において参照符tonで示す時間の総和となり、放電する時間は参照\*

$$\frac{1}{C1} \int_0^{\text{ton sum}} I_j = \frac{1}{C1} \int_0^{\text{toff sum}} I_f$$

$$(\text{ton sum} = \sum \text{ton}, \text{toff sum} = \sum \text{toff})$$

【0007】前記時間ton, toffは、図17から理解されるように、それぞれ容量C1への充電時間および放電時間であるので、キャリア検出レベルDet、すなわち容量C1の充電電圧に応じて変動し、たとえばキャリア検出レベルDetが上昇すると、充電時間tonは減少し、放電時間toffは増加する関係にある。したがって、上記式1を満たす条件、すなわち充電電流Ijを充電時間tonで積分した値と、放電電流Ifを放電時間toffで積分した値とが相互に等しくなるレベルが前記キャリア検出レベルDetとなる。

【0008】積分回路22は、電流出力のアンプ24および容量C2から構成されており、前記バンドパスフィルタ6の出力Sigをキャリア検出レベルDetと比較し、その比較結果に対応した電流を容量C2に出力することで、前記のようにキャリアのある時間が積分されて、積分出力Intとして出力される。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】前記キャリア検出レベルDetは、前記蛍光灯ノイズ等の定常的なノイズが入力されると上昇してゆく。そして、ノイズに対する誤動作を低減するためには該キャリア検出レベルDetを適\*

$$I = \frac{C \times V}{T} = \frac{100 \text{ (pF)} \times 100 \text{ (mV)}}{100 \text{ (msec)}} = 100 \text{ (pA)}$$

... (2)

【0012】となり、非常に微少な電流となる。

【0013】この微少電流では、トランジスタの応答、ばらつき、受信チップ3への蛍光灯、白熱電球および太陽光等の光の回り込みによる寄生光電流等の影響によって、回路を正常に動作させることは非常に困難である。すなわち、前記高インピーダンスであるために、ノイズに対する応答速度が不足して、前記キャリア検出レベルDetとしてノイズのピークを正確に捉えられず、キャリアを正しく検出できないという問題がある。したがって、前記式1の原理でキャリア検出レベルDetを決定すると、容量C1を受信チップ3内に集積化して正常に動作させることは困難である。

【0014】本発明の目的は、集積化可能な容量を用いても、高い応答性でキャリアを正しく検出することができるキャリア検出回路を提供することである。

\*符toffで示す時間の総和となる。したがって、この検波回路21は、以下の条件を満たすように前記キャリア検出レベルDetを作成する。

【0006】

【数1】

... (1)

※正に設定する必要があり、所定の休止期間をあけて送信される送信コードに対して、前記休止期間に前記キャリア検出レベルDetが低下してしまうとノイズを検波してしまうことになる。このため、赤外線リモコンの1つの送信コードは50msec程度であるので、前記容量C1には前記休止期間以上の長い放電時定数、一般的には100msec以上とすることが要求される。一方、集積化によるコストの低減等の要求があり、100pF以下程度の集積化できる容量値を使用することが望まれる。

【0010】しかしながら、上述のような従来技術では、前記容量C1を前記100pF以下として、前記100msec以上の放電時定数を持たせようとする、非常に微少な電流を使用した高インピーダンスな回路となる。たとえば、前記100pFの容量値で、前記100msecの時間内でのキャリア検出レベルDetの変動を100mV以内に抑えようとする、充電や放電の電流Iは、

【0011】

【数2】

【0015】

【課題を解決するための手段】本発明のキャリア検出回路は、受信信号に基づいてキャリア検出レベルを作成し、そのキャリア検出レベルを用いてキャリアの有無を検出するようにしたキャリア検出回路において、検出すべきキャリア周波数のパルスグループを検出する検波器と、前記検波器によって前記パルスのグループが検出されている時間を積分し、その積分出力を前記キャリア検出レベルとして出力する積分器とを含むことを特徴とする。

【0016】上記の構成によれば、キャリアに重畳されるノイズに対しては検波器が応答し、積分器によって作成されるキャリア検出レベルを上昇させる。一方、前記積分器において、キャリア検出レベルを出力する積分用の容量に、前記キャリアの有無に対応して充放電を行う

トランジスタには、キャリア周波数ではなく、ベースバンド成分の周波数に対する応答性があればよく、該トランジスタの応答に対するマージンを確保し、前記容量への充放電電流を微小電流とすることができる。

【0017】したがって、前記容量を集積化可能な容量としても、高い応答性でキャリアの有無を検出することができる。

【0018】また、本発明のキャリア検出回路は、前記受信信号と前記キャリア検出レベルとを比較するにあたって、前記キャリア検出レベルにオフセットを付加するオフセット回路をさらに備えることを特徴とする。

【0019】上記の構成によれば、受信信号がない状態での初期のキャリア検出レベルを一定電圧に保つことができ、回路雑音や外乱不要ノイズに対する誤動作を低減することができる。

【0020】さらにまた、本発明のキャリア検出回路は、前記受信信号の振幅レベルが予め定めるレベルを超えると、前記積分器の出力側に一時的に大きな電流を印加する急充電回路をさらに備えることを特徴とする。

【0021】上記の構成によれば、前記キャリア周波数のパルスの先頭のグループが検出されると、前記キャリア検出レベルを速やかに追従させることができ、送信コードの先頭付近で復調される出力パルス幅の歪みを抑制することができる。

【0022】また、本発明のキャリア検出回路では、前記急充電回路は、ダイオードで構成されることを特徴とする。

【0023】上記の構成によれば、大振幅時にはダイオードのオン抵抗で充電されるので、単純な回路でキャリア検出レベルの応答を高速化することができ、大振幅時のキャリア検出レベルの追従性を改善することができる。

【0024】さらにまた、本発明のキャリア検出回路は、前記積分器の積分用の容量の電圧をモニタする箇所にバッファを設け、前記容量からの放電電流となる前記バッファの入力バイアス電流と、積分器から前記容量への充電電流との比が一定となるように設定されていることを特徴とする。

【0025】上記の構成によれば、バッファの入力バイアス電流を使用することによって前記放電電流を安定した微小電流とすることができ、長時間の放電時定数を持たせることができるとともに、充電電流と放電電流との比を一定にすることによって、個々のパルスが前記キャリア検出レベルを超えている時間を充電時間とし、下回っている時間を放電時間として、それらの充電時間と放電時間との比率に応じてキャリア検出レベルを決定することができる。

【0026】また、本発明のキャリア検出回路は、前記積分器から積分用の容量への充電電流にパーティカルPNPトランジスタのベース電流を使用し、かつ前記バッ

ファの入力バイアス電流にNPNトランジスタのベース電流を使用することを特徴とする。

【0027】上記の構成によれば、前記充放電電流にトランジスタのベース電流を使用して、微少で安定した電流を得ることができるとともに、パーティカルPNPトランジスタとNPNトランジスタとの組合わせによって、集積回路チップに太陽光や白熱電球等の光が回込んで発生する寄生光電流の影響を受けにくくすることができる。

【0028】さらにまた、本発明のキャリア検出回路は、前記積分器の積分用の容量への微小充放電電流を作成するPNPトランジスタに関連して、寄生光電流補償用のカレントミラー回路を付加することを特徴とする。

【0029】上記の構成によれば、集積回路チップに太陽光や白熱電球等の光が回込んで発生する寄生光電流を補償することができ、それによる影響を低減することができる。

【0030】また、本発明のキャリア検出回路は、前記寄生光電流補償用のカレントミラー回路のエビタキシャルアイランドの面積を、補償されるべきPNPトランジスタのエビタキシャルアイランドよりも大きく形成することを特徴とする。

【0031】上記の構成によれば、前記太陽光や白熱電球等による寄生光電流を十分に補償することができ、補償の誤差による動作不良を低減することができる。

【0032】

【発明の実施の形態】本発明の実施の第1の形態について、図1～図4に基づいて説明すれば、以下のとおりである。

【0033】図1は、本発明の実施の第1の形態のキャリア検出回路30の概略的構成を示す図である。このキャリア検出回路30は、検波回路31および積分回路32ならびに図示しないヒステリシスコンパレータから構成されており、前記検波回路31および積分回路32はそれぞれ前記図14の検波回路8および積分回路9に対応しており、バンドパスフィルタ7の出力Sigから検波回路31でキャリア検出レベルDetを生成し、積分回路32で前記出力Sigを前記キャリア検出レベルDetと比較し、その比較結果を積分する点は、前記従来のキャリア検出回路20と同様である。

【0034】注目すべきは、本発明では、検波回路31において、検波器33が検出すべきキャリア周波数のパルスをグループで検出し、そのパルスのグループが存在する時間を積分器34で積分し、積分された出力を前記キャリア検出レベルDetとすることである。すなわち、前記検波器33は、直接、受信システム全体のキャリア検出レベルDetを作成するのではなく、そのキャリア検出レベルDetを生成するために使用される。

【0035】積分回路32は、電流出力のアンプ35および容量C10から構成されており、前記バンドパスフ

フィルタ7の出力Sigをキャリア検出レベルDetと比較し、その比較結果に対応した電流を容量C10に出力することで、キャリアのある時間を積分して、積分出力Intとして出力する。

【0036】図2は、前記キャリア検出回路30の等価回路図である。検出すべきキャリア周波数のパルスをグループで検出する前記検波器33は、前記出力Sigと前記キャリア検出レベルDetとの差分を、キャリア周波数に対して充分応答することができる高速増幅器、電圧出力する高速増幅器41と、その高速増幅器41の出力を整流するダイオードD1と、前記ダイオードD1を介して前記高速増幅器41の出力電圧で充電される容量C11と、前記容量C11を定電流I1で放電させる定電流源42とを備えて構成されている。

【0037】前記積分器34は、前記容量C11の充電電圧、すなわち前記検波器33の出力Detと、予め定める基準電圧Vrとの差に対応した電流を出力するアンプ43と、そのアンプ43の出力電流で充電され、その充電電圧を前記キャリア検出レベルDetとして出力する容量C12とを備えて構成されている。

【0038】図3は、キャリア検出回路30の動作を説明するための波形図である。高速増幅器41で、図3 \*

$$\frac{1}{C12} \int_0^{\text{ton sum}} I_j = \frac{1}{C12} \int_0^{\text{toff sum}} I_f$$

$$(\text{ton sum} = \sum \text{ton}, \text{toff sum} = \sum \text{toff})$$

【0041】ここで、前記図17の波形と、図4の波形とを比較すると明らかなように、従来では、キャリア周波数のパルスがキャリア検出レベルDetを超えているか否かで充放電をさせていたのに対して、本発明では、前記パルスがキャリア検出レベルDetを超えているか否かに拘わらず、パルスのグループ毎に充放電させている。

【0042】このため、キャリア検出レベルDetが信号振幅の上限付近にくる条件のときでも、キャリア検出レベルDetを該信号振幅の上限に維持することができる。前記信号振幅の上限付近にくる条件とは、正規の信号ではない連続的にキャリアが入力されているような状態を示す。この場合、キャリア検出レベルDetの条件で記述した式3において、時間tonの総和が大きいため、該式3を満たすために、検波回路31は、時間tonを減らす方向に動作する。そのためキャリア検出レベルDetが信号の上限へ近付いてゆき、該時間tonを減らして釣合う。これに対して、従来では、連続的にキャリアが検出されていると、前記休止期間がなくなるけれども、充電時間tonと放電時間toffとが交互に発生するので、キャリア検出レベルDetを前記信号振幅の上限に維持することは困難である。

\* (a) において参照符β1で示すバンドパスフィルタ7の出力Sigと、参照符β2で示すキャリア検出レベルDetとの差分が増幅されると、図3(b)で示すように、ダイオードD1の作用によってキャリア周波数のパルスが検出されている期間W1では容量C11は充電されて、前記出力Detは高く、パルスが検出されない期間W2になると、前記定電流源42による放電によって前記出力Detは低下してゆき、零レベルとなる。こうして、期間W1が前記のように検出すべきキャリア周波数のパルスのグループが存在する時間となり、積分器34は該期間W1を積分し、積分された出力を前記キャリア検出レベルDetとする。

【0039】したがって、本発明では、キャリア検出レベルDetは、キャリア周波数の振幅レベルやパルス密度によって決定され、前記図3(a)を図4で拡大して示すように、前記期間W1を充電時間tonとし、前記期間W2を放電時間toffとし、充電電流をIjとし、放電電流をIfとすると、それぞれの総和が以下の条件を満たすように作成される。

【0040】

【数3】

... (3)

【0043】こうして、キャリア検出回路30や、該キャリア検出回路30を構成するトランジスタの応答の誤差によるキャリア検出レベルDetの誤差を飛躍的に改善することができる。たとえば、赤外線リモコンの場合、キャリア周波数は標準的に40kHz付近であり、それに対してグループ、すなわちキャリアの包絡線の周波数は、変調されるコードデータのベースバンド成分であり、1kHz程度である。したがって、キャリア検出レベルDetを作成する部分の応答に対するマージンを1桁以上改善することができる。すなわち、本発明では、キャリア周波数には高速増幅器41が応答し、従来のキャリア検出回路20の電流出力のアンプ23と同様の動作を行うアンプ43は、前記ベースバンド成分の応答速度でよく、高インピーダンスとして、前記電流Ij、Ifとして前記のような100pAオーダーの微少な電流を使用して、長時間の放電時定数を持たせ、充分高精度に動作させることができる。

【0044】ここで、従来の前記容量C1が集積化不可能な0.1μF程度であるのに対して、本発明の容量C12は100pF程度とすることができ、容量C11も10pF程度でよく、(C11+C12):C1の容量比を略1:1000程度として、集積化を可能にすることができる。こうして、集積化可能な容量C11、C1

2を用いても、ノイズに対して高い応答性を確保することができ、キャリアを正しく検出することができる。また、受信チップ3の集積回路を作成するプロセスには、一般的に普及し、充分安価なプロセスを使用することができる。

【0045】本発明の実施の第2の形態について、図5～図7に基づいて説明すれば、以下のとおりである。

【0046】図5は、本発明の実施の第2の形態のキャリア検出回路50の構成を示す図である。このキャリア検出回路50は、前述のキャリア検出回路30に類似し、対応する部分には、同一の参照符号を付して、その説明を省略する。このキャリア検出回路50では、検波回路51の高速増幅器54または積分回路52のアンプ55の何れかには、参照符号56、57で示すオフセット回路が内蔵されている。

【0047】図6は、前記オフセット回路56、57の具体的な構成を示す電気回路図である。このオフセット回路56、57は、高速増幅器54またはアンプ55の入\*

$$V_{off} \approx I_o \times (R_1 - R_2)$$

であり、たとえば $I_o = 10 \mu A$ とし、 $R_1 = 20 k\Omega$ とし、 $R_2 = 10 k\Omega$ とすると、 $V_{off} = 100 mV$ となる。

【0049】このオフセット回路56、57によって、図7において参照符号 $\beta 0$ で示すキャリア未検出時のバンドパスフィルタ7の出力 $Sig$ の直流レベルに対して、オフセット電圧 $V_{off}$ によって、キャリア検出レベル $Det$ を参照符号 $\beta 2a$ で示すように一定電圧に保つことができ、参照符号 $\beta 1a$ で示す先頭のキャリアのグループから正確に検出することができる。このオフセット電圧 $V_{off}$ は、前記高速増幅器54またはアンプ55側で付加されるので、バンドパスフィルタ7の出力 $Sig$ の直流電圧のバラツキや温度による変動の影響を受けることはない。こうして、受信信号がない状態での初期のキャリア検出レベル $Det$ の回路雑音や外乱不要ノイズに対する誤動作を低減することができる。

【0050】本発明の実施の第3の形態について、図8～図12に基づいて説明すれば、以下のとおりである。

【0051】図8は、本発明の実施の第3の形態のキャリア検出回路60の構成を示す図である。このキャリア検出回路60は、前述のキャリア検出回路30に類似し、対応する部分には、同一の参照符号を付して、その説明を省略する。このキャリア検出回路60では、バンドパスフィルタ7の出力 $Sig$ の振幅レベルが或るレベルを超えたときに、検波回路31の積分器34の出力側に一時的に大きな電流を印加する急充電回路61が付加されている。前記急充電回路61は、前記出力 $Sig$ とキャリア検出レベル $Det$ との差に対応した電流を出力するアンプ62と、ダイオード $D2$ とを備えて構成され

\*力段に設けられ、入力信号 $IN+$ 、 $IN-$ がそれぞれベースに与えられる一対のトランジスタ $Q1$ 、 $Q2$ と、前記トランジスタ $Q1$ 、 $Q2$ のエミッタに接続される負荷抵抗 $R1$ 、 $R2$ と、前記負荷抵抗 $R1$ 、 $R2$ を介してトランジスタ $Q1$ 、 $Q2$ のエミッタに電流を供給する定電流源 $F1$ と、前記トランジスタ $Q1$ 、 $Q2$ のコレクタに接続され、相互に等しい面積でカレントミラー回路を構成するトランジスタ $Q3$ 、 $Q4$ と、前記トランジスタ $Q1$ 、 $Q3$ のコレクタ間の電圧がベースに与えられるトランジスタ $Q5$ と、トランジスタ $Q5$ のエミッタに定電流を供給する定電流源 $F2$ とを備えて構成されている。定電流源 $F2$ とトランジスタ $Q5$ のコレクタとの接続点から、後続回路への出力 $OUT$ が導出される。

【0048】前記定電流源 $F1$ は定電流 $I_o$ を供給しており、したがってトランジスタ $Q3$ 、 $Q4$ を流れる電流は、共に $I_o$ となる。ここで、 $IN+ < IN-$ とし、 $R1 > R2$ に設定すると、入力オフセット $V_{off}$ は、

$$\dots (4)$$

ている。

【0052】また、検波器33の高速増幅器41への入力段にはバッファ63、64が設けられており、前記出力 $Sig$ はバッファ63を介して高速増幅器41の反転入力端に与えられるとともにアンプ35の反転入力端に与えられ、前記積分器34の出力であるキャリア検出レベル $Det$ はバッファ64を介して前記高速増幅器41の反転入力端に与えられるとともにアンプ35の反転入力端に与えられる。検波回路31の積分器34の積分容量 $C12$ の電圧をモニタする箇所に付加される前記バッファ64の入力バイアス電流と、積分器34からの充電電流 $I_f$ との比が一定となるように設計されている。

【0053】このようにバッファ64の入力バイアス電流を使用することによって、前記放電電流 $I_f$ を安定した微小電流とすることができ、長時間の放電時定数を持たせることができるとともに、前記充電電流 $I_f$ と放電電流 $I_f$ との比を一定にすることによって、前記式1において、充電時間 $t_{on}$ と放電時間 $t_{off}$ との比率に応じてキャリア検出レベル $Det$ が決定するようになる。すなわち、バッファ64の入力バイアス電流を使用した場合、キャリア検出レベル $Det$ を生成する条件式が前述の条件式1から若干変化することになる。バッファ64の入力バイアス電流は、通常一定であるので、積分器34から充電が行われているときでも常に放電電流 $I_f$ が流れていることになる。したがって、実質的な充電電流は、 $I_j - I_f$ となる。したがって、キャリア検出レベル $Det$ は以下の条件式に基づくようになる。

【0054】

【数4】

$$\frac{1}{C12} \int_0^{\text{ton sum}} (I_j - I_f) = \frac{1}{C12} \int_0^{\text{toff sum}} I_f \quad \dots (5)$$

$$(\text{ton sum} = \Sigma \text{ton}, \text{toff sum} = \Sigma \text{toff})$$

【0055】したがって、充電電流  $I_j - I_f$  と放電電流  $I_f$  との比を一定にすることとなる。このようにして、前述のように充電時間  $\text{ton}$  と放電時間  $\text{toff}$  との比率に応じてキャリア検出レベル  $\text{Det}$  を決定することができる。

【0056】さらに、このキャリア検出回路60では、前記急充電回路61の入力となる前記出力  $\text{Sig}$  とキャリア検出レベル  $\text{Det}$  との間には、オフセット回路65が介在されている。

【0057】これによって、図9において参照符β0で示すキャリア未検出時のバンドパスフィルタ7の出力  $\text{Sig}$  の直流レベルに対して、前記オフセット電圧  $\text{Vof}$  を生じさせておくことができるとともに、参照符β1aで示す先頭のキャリアのグループが検出されると、キャリア検出レベル  $\text{Det}$  を参照符β2bで示すように速やかに追従させることができる。このため、送信コードの先頭付近で復調された出力パルス幅の歪みを抑制することができる。また、入力キャリア信号の振幅レベルに応じた電流を印加してもよく、その場合、信号振幅に応じた充電電流が設定されるように構成しておくことで、信号振幅に応じてキャリア検出レベル  $\text{Det}$  の追従性を改善することができる。

【0058】図10は、前記急充電回路61ならびにそれに関連した積分器34およびバッファ64の具体的な回

$$I_j \approx \frac{I_{j0}}{H_{fe}(QN3)} \times H_{fe}(QP1) \times \frac{1}{H_{fe}(QP2)} \quad \dots (6)$$

【0061】で表される。 $H_{fe}(QN3)$ 、 $H_{fe}(QP1)$ 、 $H_{fe}(QP2)$  は、それぞれトランジスタ  $QN3$ 、 $QP1$ 、 $QP2$  の電流増幅率である。

【0062】またバッファ64において、前記容量  $C12$  からの放電電流  $I_f$  となるバイアス電流は入力トランジスタ  $QN4$  のベースに与えられる。前記トランジスタ  $QN4$  のエミッタは対を成すトランジスタ  $QN5$  のエミッタとともに定電流源  $F12$  を介して接地され、またそれらのトランジスタ  $QN4$ 、 $QN5$  のコレクタは相互に等しい面積でカレントミラー回路  $CM2$  を構成するトランジスタ  $QP5$ 、 $QP6$  をそれぞれ介して前記電源  $V_{cc}$  に接続される。トランジスタ  $QN5$  のベースと電源  $V_{cc}$  との間には、ベースが該トランジスタ  $QN5$  のコレクタと前記トランジスタ  $QP6$  のコレクタとの間に接続されるトランジスタ  $QN6$  が介在されており、これらトランジスタ  $QN5$  のベースおよびトランジスタ  $QN6$  のエミッタから、前記キャリア検出レベル  $\text{Det}$  が出力

\* 路例を示す電気回路図である。この構成では、検波器33の出力  $V_{C1}$  がそのまま積分器34に入力されるのではなく、その反転出力  $V_{C1^{-1}}$  が入力される場合の例を示している。積分器34において、対を成すトランジスタ  $QN1$ 、 $QN2$  のベースには、前記反転出力  $V_{C1^{-1}}$  および基準電圧  $V_r$  がそれぞれ与えられる。トランジスタ  $QN1$ 、 $QN2$  のエミッタは定電流源  $F11$  を介して接地され、トランジスタ  $QN1$  のコレクタはハイレベルの電源  $V_{cc}$  に接続され、トランジスタ  $QN2$  のコレクタはトランジスタ  $QN3$  を介して前記電源  $V_{cc}$  に接続される。前記定電流源  $F11$  は、トランジスタ  $QN1$ 、 $QN2$  のエミッタから定電流  $I_{j0}$  を引抜いており、前記反転出力  $V_{C1^{-1}}$  と基準電圧  $V_r$  との差に対応した電流が前記トランジスタ  $QN3$  のベースから取込まれる。前記トランジスタ  $QN3$  のベース電流  $I_{j1}$  は、トランジスタ  $QP1$  からカレントミラー回路  $CM1$  を構成するトランジスタ  $QP3$ 、 $QP4$  を介してトランジスタ  $QP2$  に折返され、該トランジスタ  $QP2$  のベースから、容量  $C12$  へ前記充電電流  $I_j$  が出力される。

【0059】したがって、積分器34から出力される充電電流  $I_j$  は、前記定電流  $I_{j0}$  を用いて、

【0060】

【数5】

される。

【0063】このように構成することによって、トランジスタ  $QP2$ 、 $QN4$  のベース電流を利用して微小電流  $I_j$ 、 $I_f$  を得て、長時間の時定数を実現しているの、前記のような  $100 \text{ pA}$  オーダーの電流で十分高精度に動作させることが可能となる。しかも、集積回路のプロセスは、一般的に普及し充分安価なプロセスを使用して実現することができる。

【0064】ここで、前記定電流源  $F12$  によって引抜かれる電流は  $I_{f0}$  であり、したがってトランジスタ  $QN4$ 、 $QN5$  のエミッタ電流は  $I_{f0}/2$  である。

【0065】したがって、トランジスタ  $QN4$  の電流増幅率を  $H_{fe}(QN4)$  とすると、前記放電電流  $I_f$  は、

【0066】

【数6】



$$I_f \approx \frac{I_{f0}/2}{H_{fe}(QN4)}$$

$$\dots (7)$$

【0067】で表すことができる。  
 【0068】したがって、それぞれのトランジスタの整合性がある程度保たれていると仮定すると、容量C12への充電電流 $I_j - I_f$ と放電電流 $I_f$ との比 $I_{rate}$ ＊

＊eは、  
 【0069】  
 【数7】

$$I_{rate} = \frac{I_j - I_f}{I_f}$$

$$\approx \frac{\frac{I_{j0}}{H_{fe}(QN3)} \times H_{fe}(QP1) \times \frac{1}{H_{fe}(QP2)} \times \frac{I_{f0}/2}{H_{fe}(QN4)}}{\frac{I_{f0}/2}{H_{fe}(QN4)}}$$

$$\approx \frac{\frac{I_{j0}}{H_{fe}(QN)} - \frac{I_{f0}/2}{H_{fe}(QN)}}{\frac{I_{f0}/2}{H_{fe}(QN)}} = \frac{I_{j0} - I_{f0}/2}{I_{f0}/2} \dots (8)$$

【0070】となる。したがって、定電流源F11、F12による定電流、 $I_{j0}$ 、 $I_{f0}$ の電流比が一定になるように設定することによって、前記のように充放電電流比を一定にすることができる。

【0071】前記急充電回路61では、対を成すトランジスタQP15、QP16のベースには、前記出力Sigにオフセット回路65によるオフセットが付加されたレベルSigoffおよびキャリア検出レベルDetがそれぞれ与えられる。前記トランジスタQP15、QP16のエミッタは定電流源F12を介して前記電源Vccに接続され、またそれらのトランジスタQP15、QP16のコレクタはカレントミラー回路CM3を構成するトランジスタQN7、QN8をそれぞれ介して接地されている。前記トランジスタQP16、QN8のコレクタ間の接続点の電圧は、ベースおよびコレクタがその接続点に接続されるトランジスタQN9によって取出され、その電圧に対応した電流が、該トランジスタQN9とカレントミラー回路CM4を構成するトランジスタQN10から、このトランジスタQN10と直列に接続されるトランジスタQP11およびそのトランジスタQP11とカレントミラー回路CM5を構成するトランジスタQP12によって折返されて、前記容量C12に与えられる。

【0072】したがって、前記レベルSigoff、Detの差に対応した電流が容量C12に与えられる。

【0073】一方、赤外線リモコン等の光をセンシングするデバイスにおいては、概して、デバイスに光が入射したり、回り込んだりして、集積回路の寄生フォトダイオードを動作させてしまうことは避けられない。この場合、特にPNPトランジスタは注意が必要である。一般的な

バイポーラ集積回路では、PNPトランジスタには、特殊な工程を使用せずに容易に生成することができるラテラルPNPトランジスタが使用されることが多い。

【0074】しかしながら、このラテラルPNPトランジスタは、図11(a)で示すように、ベース端子に寄生フォトダイオードを持つ構造となっている。図11(b)にその断面構造図を示す。したがって、図10のような回路で微小電流を使用して、ラテラルPNPを使用すると、光の回り込みによって、設計値通りに動作しない。通常、寄生光電流は最悪数nAあると想定すべきであり、前記のように100pAオーダーの電流を取扱う場合は致命的となる。このため、この図10の構成においては、微小電流を取扱う部分のPNPトランジスタQP2にバーティカルPNPトランジスタを使用する。一方、同様に前記微小電流を取扱うトランジスタQN4は、NPNトランジスタであり、前記寄生光電流による影響は小さい。

【0075】図12にバーティカルPNPトランジスタの断面構造図を示す。この場合でも、光の回り込みによって、寄生フォトダイオードに寄生光電流が発生するけれども、ベース端子の寄生は回り込みの影響を受けにくく、回り込みの影響を受け易い寄生はエピタキシャルアイランドからサブストレートにかけてであり、回路動作への影響は殆どない。これによって、前記100pAオーダーの微小電流を扱い易くすることができる。

【0076】一方、図10の構成でラテラルPNPトランジスタを使用しているトランジスタQP3、QP4；QP5、QP6；QP11、QP12から成るカレントミラー回路CM1、CM2、CM5に関しては、それぞれトランジスタQP7、QP8；QP9、QP10；Q

P13, QP14から成る寄生光電流補償用のカレントミラー回路CM6, CM7, CM8が付加されている。これらのカレントミラー回路CM6~CM8によっても、寄生光電流の影響を低減することができる。

【0077】すなわち、ラテラルPNPトランジスタを使用しているトランジスタQP3, QP4のベース端子と基板GND(サブストレート)との間の寄生フォトダイオードによって、前記ベース端子から基板GNDへ流れる寄生光電流を、トランジスタQP8からの電流によって補償しており、同様にトランジスタQP5, QP6による寄生光電流をトランジスタQP10からの電流によって補償し、トランジスタQP11, QP12による寄生光電流をトランジスタQP14からの電流によって補償している。

【0078】ここで、カレントミラー回路CM1, CM2に関しては、微小電流を取扱っている端子VC2に対して、前記寄生光電流の影響は、PNPトランジスタのHfe分の1に圧縮されることになるけれども、前記カレントミラー回路CM5に関しては、直接前記寄生光電流の影響を受けることになる。このため、該カレントミラー回路CM5による寄生光電流補償用のカレントミラー回路CM8が付加されているにもかかわらず、光の回り込みの誤差や、該カレントミラー回路CM5の誤差によって、積分器34の出力に影響を与え易い。そこで、その誤差を吸収できるように、寄生光電流補償用のカレントミラー回路CM8における寄生フォトダイオードの有効面積を、保証されるべきカレントミラー回路CM5における寄生フォトダイオードよりも大きくするようにして、その誤差を吸収できるようにする。具体的には、カレントミラー回路CM8のエピタキシャルアイランドの面積を、カレントミラー回路CM5のエピタキシャルアイランドの面積よりも大きく形成する。これによって、前記寄生光電流を十分に補償することができ、補償の誤差による動作不良を低減することができる。

【0079】本発明の実施の第4の形態について、図13に基づいて説明すれば、以下のとおりである。

【0080】図13は、本発明の実施の第4の形態のキャリア検出回路70の構成を示す図である。このキャリア検出回路70は、前述のキャリア検出回路50, 60に類似し、対応する部分には、同一の参照符号を付して、その説明を省略する。このキャリア検出回路70では、前記積分回路52のアンプ55にはオフセット回路57が設けられるとともに、バンドパスフィルタ7の出力Sigの振幅レベルが或るレベルを超えたときに、検波回路71の積分回路74に一時的に大きな電流を印加する急充電回路72が付加されている。

【0081】前記急充電回路72は前記ダイオードD2から構成されており、またアンプ43の出力側にもダイオードD3が設けられている。このように構成することによって、大振幅時にはダイオードD2のオン抵抗で充

電が行われ、非常に単純な回路で前記急充電が実現され、キャリア検出レベルDetの応答を高速化することができ、特に大振幅時のキャリア検出レベルDetの追従性を改善することができる。

【0082】本発明は、前記赤外線リモコンに限らず、赤外線通信装置や電波による通信装置等におけるキャリアを使用した通信装置の受信機に使用することができる。

【0083】なお、実開平7-33020号には、第1のピークホールド回路によってバースト信号に重畳されているキャリアとノイズのピークを保持し、さらに第2のピークホールド回路によってノイズレベルを検出し、バースト信号をレベルシフトしたのち前記ノイズレベルを除去することで信号成分のみを半波整流し、その半波成分を鋸波に変換して、さらに基準電圧と比較してピーク検波を行い、波形整形するバースト信号検波回路が示されている。

【0084】この従来技術では、本発明と同様に検波レベルを作成するコンデンサを集積化できるように、2段のピークホールド回路を使用し、2段目のピークホールド回路として相互コンダクタンスアンプと差動増幅器で大きな等価抵抗を持たせている。

【0085】しかしながら、この従来技術では、キャリアが存在する時間を検出していないので、キャリアが存在する密度には無関係に信号やノイズのピークを検出して、キャリア検出レベルDetが上がってしまい、送信されるコード信号自体に対する受信感度が低下するという問題がある。

【0086】

【発明の効果】本発明のキャリア検出回路は、以上のように、受信信号に基づいてキャリア検出レベルを作成し、そのキャリア検出レベルを用いてキャリアの有無を検出するようにしたキャリア検出回路において、検出すべきキャリア周波数のパルスを一グループで検出する。

【0087】それゆえ、前記キャリアの有無に対応して充放電を行うトランジスタには、キャリア周波数ではなく、ベースバンド成分の周波数に対する応答性があればよく、該トランジスタの応答に対するマージンを確保し、積分用の容量への充放電電流を微小電流とすることができ、

【0088】したがって、前記容量を集積化可能な容量としても、高い応答性でキャリアの有無を検出することができる。

【0089】また、本発明のキャリア検出回路は、以上のように、前記受信信号と前記キャリア検出レベルとを比較するにあたって、前記キャリア検出レベルにオフセットを付加する。

【0090】それゆえ、受信信号がない状態での初期のキャリア検出レベルを一定電圧に保つことができ、回路雑音や外乱不要ノイズに対する誤動作を低減することが

できる。

【0091】さらにまた、本発明のキャリア検出回路は、以上のように、前記受信信号の振幅レベルが予め定めるレベルを超えると、積分器の出力側に一時的に大きな電流を印加する急充電回路をさらに備える。

【0092】それゆえ、前記キャリア周波数のパルスの先頭のグループが検出されると、前記キャリア検出レベルを速やかに追従させることができ、送信コードの先頭付近で復調される出力パルス幅の歪みを抑制することができる。

【0093】また、本発明のキャリア検出回路は、以上のように、前記急充電回路をダイオードで構成する。

【0094】それゆえ、大振幅時にはダイオードのオン抵抗で充電されるので、単純な回路でキャリア検出レベルの応答を高速化することができ、大振幅時のキャリア検出レベルの追従性を改善することができる。

【0095】さらにまた、本発明のキャリア検出回路は、以上のように、積分用の容量の電圧をモニタする箇所にバッファを設け、前記容量からの放電電流となる前記バッファの入力バイアス電流と、積分器から前記容量

への充電電流との比が一定となるように設定する。

【0096】それゆえ、バッファの入力バイアス電流を使用することで前記放電電流を安定した微少電流とすることができ、長時間の放電時定数を持たせることができるとともに、充電電流と放電電流との比を一定にすることによって、個々のパルスが前記キャリア検出レベルを超えている時間を充電時間とし、下回っている時間を放電時間として、それらの充電時間と放電時間との比率に応じてキャリア検出レベルを決定することができる。

【0097】また、本発明のキャリア検出回路は、以上のように、積分器から積分用の容量への充電電流にパーティカルPNPトランジスタのベース電流を使用し、かつ前記バッファの入力バイアス電流にNPNトランジスタのベース電流を使用する。

【0098】それゆえ、ベース電流を使用することで微少で安定した電流を得ることができるとともに、パーティカルPNPトランジスタとNPNトランジスタとの組合わせによって、集積回路チップに太陽光や白熱電球等の光が回込んで発生する寄生光電流の影響を受けにくくすることができる。

【0099】さらにまた、本発明のキャリア検出回路は、以上のように、積分器の積分用の容量への微少充電電流を作成するPNPトランジスタに関連して、寄生光電流補償用のカレントミラー回路を付加する。

【0100】それゆえ、集積回路チップに太陽光や白熱電球等の光が回込んで発生する寄生光電流を補償することができ、それによる影響を低減することができる。

【0101】また、本発明のキャリア検出回路は、以上のように、前記寄生光電流補償用のカレントミラー回路のエビタキシャルアイランドの面積を、補償されるべき

PNPトランジスタのエビタキシャルアイランドよりも大きく形成する。

【0102】それゆえ、前記太陽光や白熱電球等による寄生光電流を十分に補償することができ、補償の誤差による動作不良を低減することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施の第1の形態のキャリア検出回路の概略的構成を示す図である。

【図2】図1で示すキャリア検出回路の等価回路図である。

【図3】前記キャリア検出回路の動作を説明するための波形図である。

【図4】図3(a)を拡大して示す波形図である。

【図5】本発明の実施の第2の形態のキャリア検出回路の構成を示す図である。

【図6】図5で示すキャリア検出回路におけるオフセット回路の具体的構成を示す電気回路図である。

【図7】図5で示すキャリア検出回路のキャリア検出レベルの変化を説明するための波形図である。

【図8】本発明の実施の第3の形態のキャリア検出回路の構成を示す図である。

【図9】図8で示すキャリア検出回路のキャリア検出レベルの変化を説明するための波形図である。

【図10】図8で示すキャリア検出回路における急充電回路ならびにそれに関連した積分回路およびバッファの具体的回路例を示す電気回路図である。

【図11】ラテラルPNPトランジスタの回路図および構造を示す断面図である。

【図12】パーティカルPNPトランジスタの構造を示す断面図である。

【図13】本発明の実施の第4の形態のキャリア検出回路の構成を示す図である。

【図14】赤外線リモコンの受信機の一構成例を示すブロック図である。

【図15】図14で示す受信機の各部の波形図である。

【図16】典型的な従来技術のキャリア検出回路の等価回路図である。

【図17】図15(b)を拡大して示す波形図である。

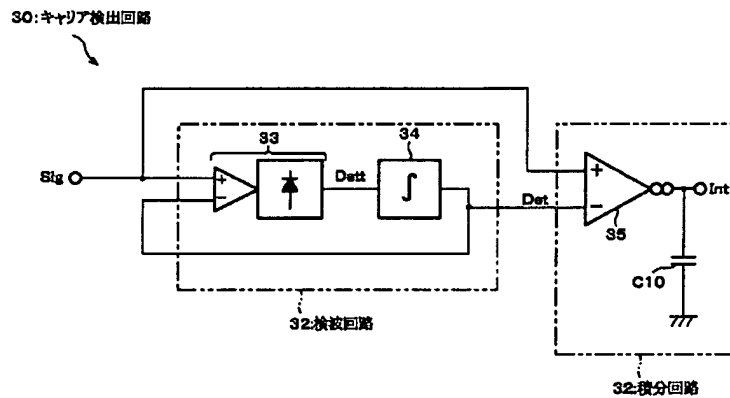
【符号の説明】

- |    |    |                |
|----|----|----------------|
| 40 | 1  | 赤外線リモコンの受信機    |
|    | 2  | フォトダイオード       |
|    | 3  | 受信チップ          |
|    | 4  | 初段アンプ(HA)      |
|    | 5  | 2段目アンプ(2ndAMP) |
|    | 6  | 3段目アンプ(3rdAMP) |
|    | 7  | バンドパスフィルタ(BPF) |
|    | 8  | 検波回路           |
|    | 9  | 積分回路           |
|    | 10 | ヒステリシスコンパレータ   |
| 50 | 11 | ローパスフィルタ       |

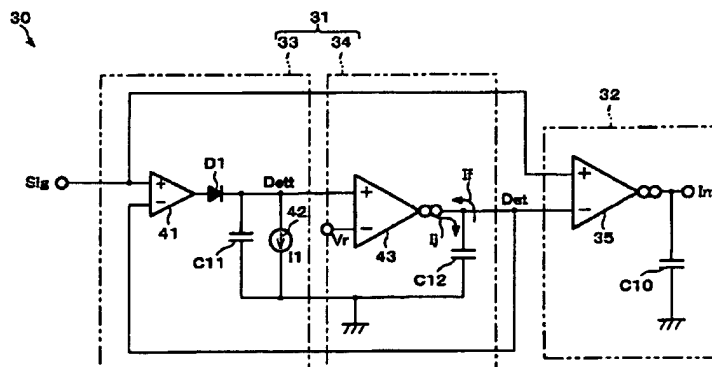
12 ABCC回路  
 13 フォトリミット回路  
 30, 50, 60, 70 キャリア検出回路  
 31, 51, 71 検波回路  
 32, 52, 74 積分回路  
 33 検波器  
 34 積分器  
 35, 43, 55, 62 アンプ  
 41, 54 高速増幅器  
 42 定電流源  
 56, 57 オフセット回路  
 63, 64 バッファ  
 61, 72 急充電回路

\* C10, C11, C12 容量  
 CM1~CM5 カレントミラー回路  
 CM6~CM8 カレントミラー回路(寄生光電流補償用)  
 D1~D3 ダイオード  
 F1, F2 定電流源  
 F11, F12, F13 定電流源  
 Q1~Q5 トランジスタ  
 QN1~QN10 トランジスタ  
 10 QP1, QP2 トランジスタ  
 QP3~QP14 トランジスタ(パーティカルPNPトランジスタ)  
 \* R1, R2 負荷抵抗

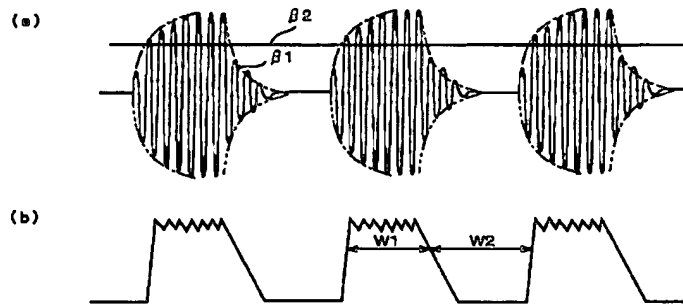
【図1】



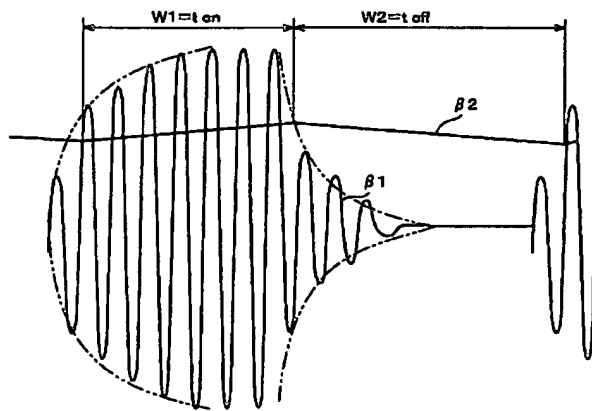
【図2】



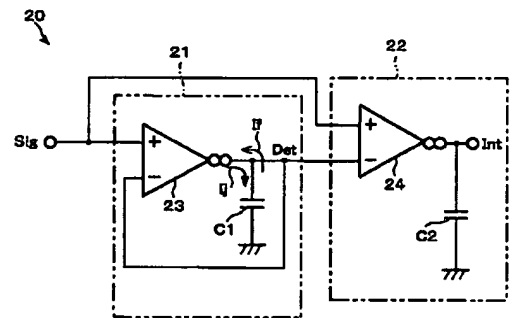
【図3】



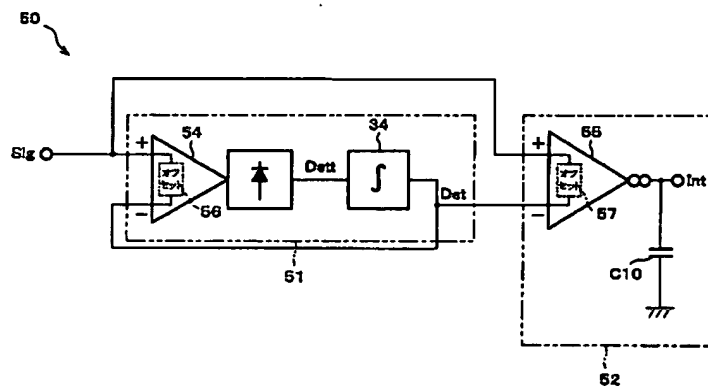
【図4】



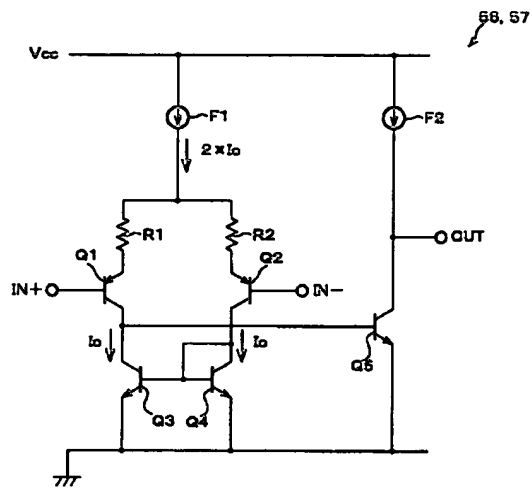
【図16】



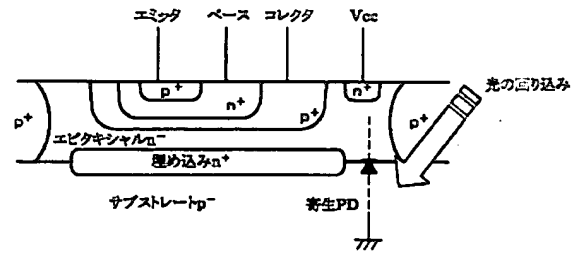
【図5】



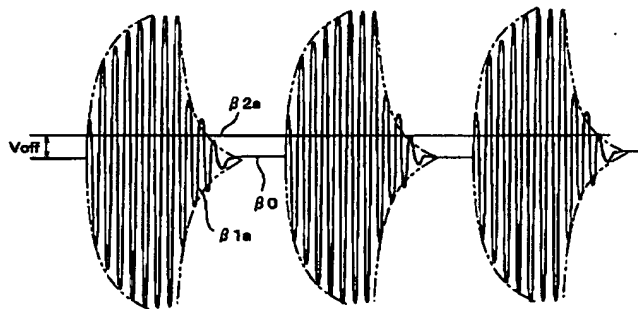
【図6】



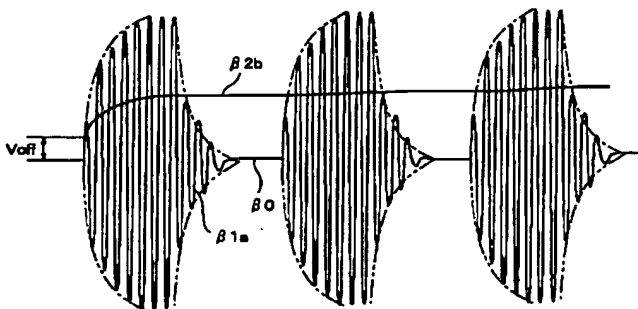
【図12】



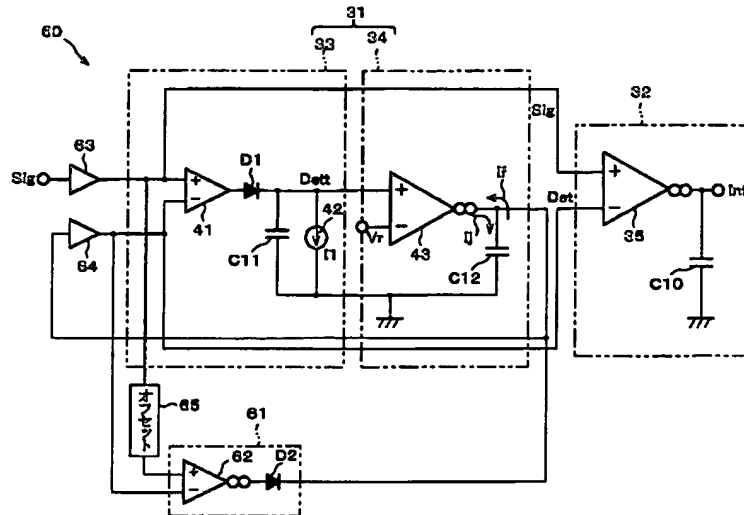
【図7】



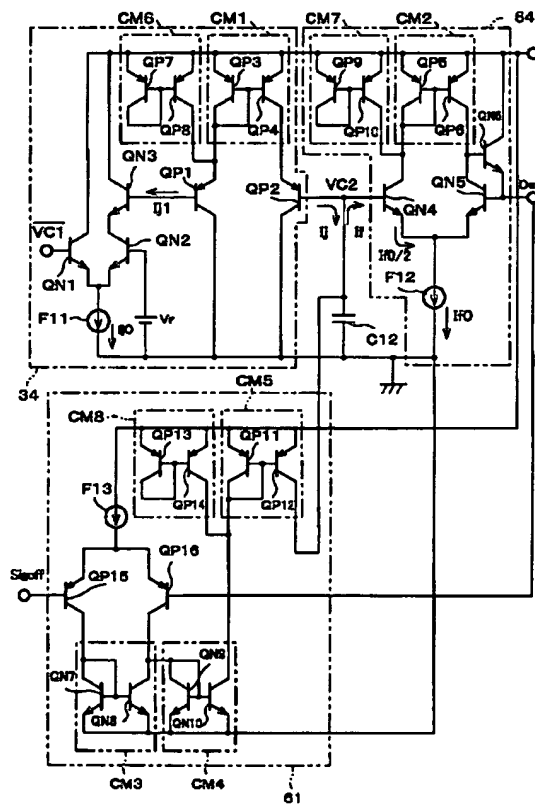
【図9】



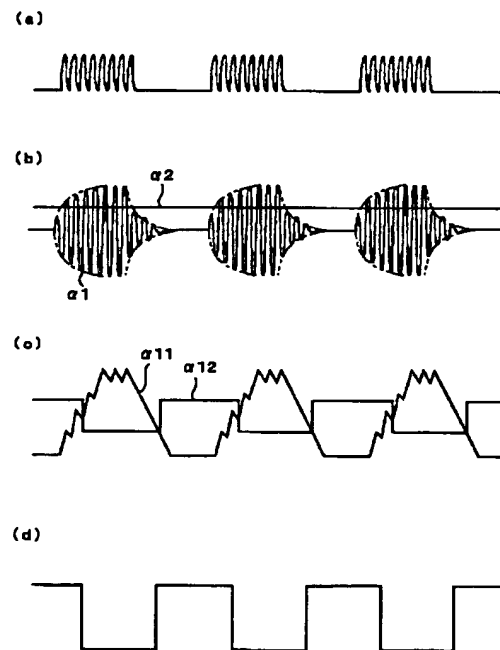
【図8】



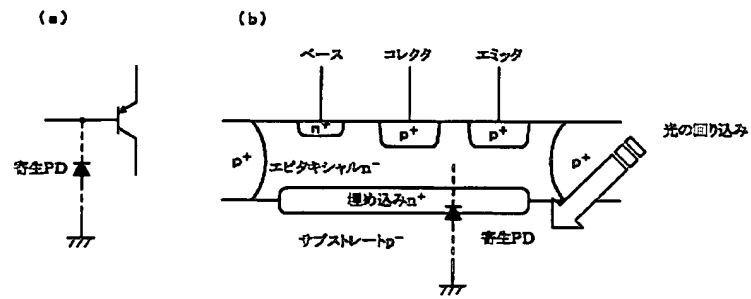
【図10】



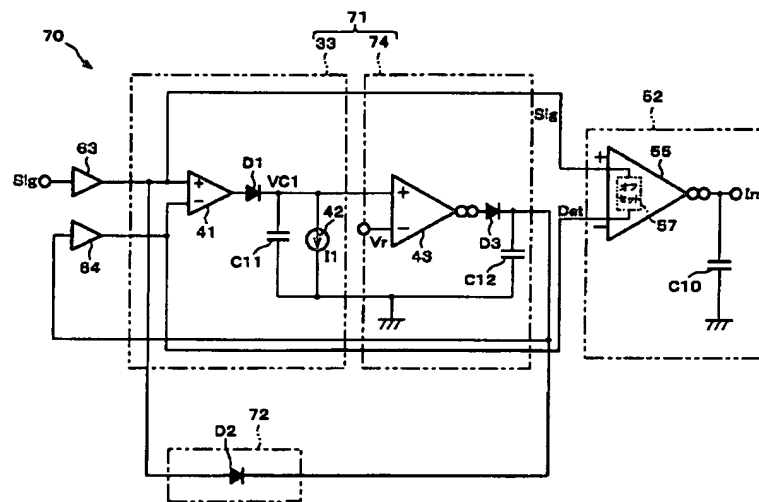
【図15】



【図11】

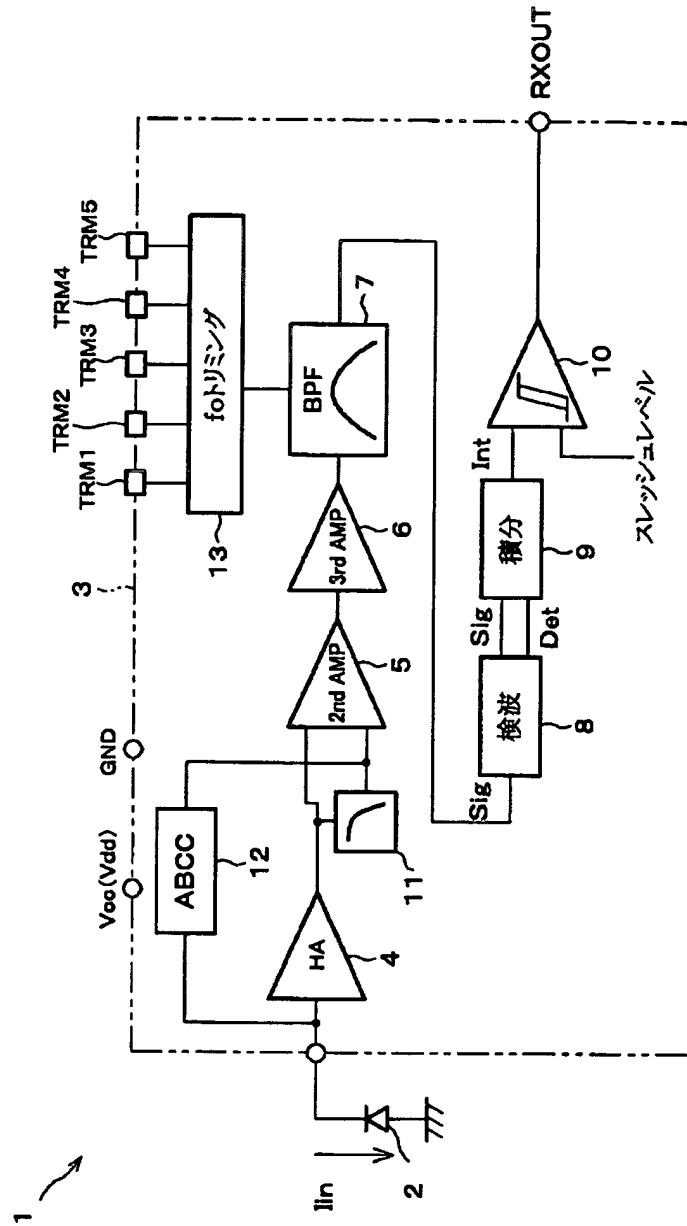


【図13】





【図14】



【図17】

